

1/5/3 (Item 3 from file: 351)
DIALOG(R) File 351:Derwent WPI
(c) 2005 Thomson Derwent. All rts. reserv.

014534768 **Image available**
WPI Acc No: 2002-355471/ 200239

XRPX Acc No: N02-279459

Multi-frequency splitter in wireless communication installation, has band pass filters whose connection line length and transmission line length are set such that impedance of short-circuit end of connection line is infinite

Patent Assignee: NIPPON DENGYO KOSAKU KK (NIDE-N)

Number of Countries: 001 Number of Patents: 002

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
JP 2002009507	A	20020111	JP 2000183201	A	20000619	200239 B
JP 3408499	B2	20030519	JP 2000183201	A	20000619	200334

Priority Applications (No Type Date): JP 2000183201 A 20000619

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
-----------	------	-----	----	----------	--------------

JP 2002009507	A	12		H01P-001/213	
JP 3408499	B2	11		H01P-001/213	Previous Publ. patent JP 2002009507

Abstract (Basic): JP 2002009507 A

NOVELTY - The length of the connection line of the band pass filters (110,120,130) and a transmission line are set such that the impedance of the short-circuit end of the connection lines, is infinite.

USE - Used in wireless communication installation, mobile communication base station installation, etc.

ADVANTAGE - Reduction in size is attained without any reduction in electrical property of the multi-frequency splitter, thereby reducing loss.

DESCRIPTION OF DRAWING(S) - The figure shows an outline of the multi-frequency splitter.

Band pass filters (110,120,130)

pp; 12 DwgNo 1/18

Title Terms: MULTI; FREQUENCY; SPLIT; WIRELESS; COMMUNICATE; INSTALLATION; BAND; PASS; FILTER; CONNECT; LINE; LENGTH; TRANSMISSION; LINE; LENGTH; SET; IMPEDANCE; SHORT; CIRCUIT; END; CONNECT; LINE; INFINITE

Derwent Class: W02

International Patent Class (Main): H01P-001/213

International Patent Class (Additional): H01P-001/205

File Segment: EPI

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-9507

(P2002-9507A)

(43)公開日 平成14年1月11日 (2002.1.11)

(51)Int.Cl.

H 01 P 1/213
1/205

識別記号

F I

H 01 P 1/213
1/205

マーク一(参考)

N 5 J 0 0 6
B

審査請求 有 請求項の数3 O.L (全12頁)

(21)出願番号 特願2000-183201(P2000-183201)

(22)出願日 平成12年6月19日 (2000.6.19)

(71)出願人 000232287

日本電業工作株式会社

東京都千代田区九段南4丁目7番15号 健和ビル

(72)発明者 岩中 博

東京都千代田区九段南4丁目7番15号 健和ビル 日本電業工作株式会社内

(74)代理人 100083552

弁理士 秋田 収喜 (外1名)

Fターム(参考) 5J006 JA01 JA05 JA06 KA04 KA12

KA13 LA02 LA22 MA01 MB03

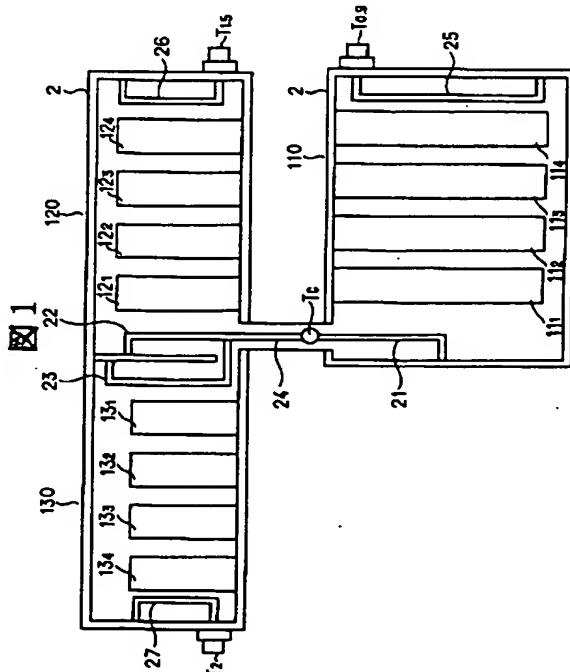
NA04 NB05 NB07 NC02

(54)【発明の名称】 多周波分波器

(57)【要約】

【課題】 電気的特性を低下させることなく、従来よりも小型化を図り、かつ、損失を低減することが可能となる多周波分波器を提供する。

【解決手段】 波長が λ_{nL} である第1の高周波信号を通過させる第1の帯域通過フィルタと、共通端子と伝送線路を介して接続され、前記第1の周波数よりも高周波で、波長が λ_{nH} である第2の周波数の高周波信号を通過させる第2の帯域通過フィルタと、共通端子と伝送線路を介して接続され、前記第2の周波数よりも高周波で、波長が λ_{nN} である第3の周波数の高周波信号を通過させる第3の帯域通過フィルタとを有し、前記第1の帯域通過フィルタ内の結合線路の線路長が $(\lambda_{nL} + \lambda_{nH})/8$ 、第2の帯域通過フィルタ内の結合線路の線路長が $(\lambda_{nH}/4)$ 、第3の帯域通過フィルタ内の結合線路の線路長が $(\lambda_{nN}/4)$ 、伝送線路の線路長が $(\lambda_{nL}/4) - (\lambda_{nH}/4)$ である。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 内部にそれぞれ共通端子に接続される結合線路を有するm (m ≥ 2) 個の帯域通過フィルタと、前記共通端子と前記m個の帯域通過フィルタの結合線路との接続点に、一方の端部が接続される伝送線路と、内部にそれぞれ前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有するn (n ≥ 2) 個の帯域通過フィルタとを有し、

前記n個の各帯域通過フィルタは、前記m個の各帯域通過フィルタよりも高周波の高周波信号を通過させる多周波分波器であって、

前記m個の各帯域通過フィルタ内の結合線路の線路長を、前記n個の各帯域通過フィルタを通過する各高周波信号において、前記伝送線路の一方の端部から前記結合線路の終端の短絡端までのインピーダンスが略無限大となる長さに設定し、

前記伝送線路の線路長を、前記m個の各帯域通過フィルタを通過する各高周波信号において、前記伝送線路の一方の端部から前記n個の各帯域通過フィルタ内の結合線路の中で最も長さが短い結合線路の終端の短絡端までのインピーダンスが略無限大となる長さに設定したことを特徴とする多周波分波器。

【請求項2】 内部に共通端子に接続される結合線路を有し、波長が入_{LL}である第1の高周波信号を通過させる第1の帯域通過フィルタと、

前記共通端子と前記第1の帯域通過フィルタの結合線路との接続点に、一方の端部が接続される伝送線路と、内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第1の周波数よりも高周波で、波長が入_{HL}である第2の周波数の高周波信号を通過させる第2の帯域通過フィルタと、

内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第2の周波数よりも高周波で、波長が入_{HN}である第3の周波数の高周波信号を通過させる第3の帯域通過フィルタとを有する多周波分波器であって、

前記第1の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が(入_{HL} + 入_{HN}) / 8である、

前記第2の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が(入_{HN} / 4)である、

前記第3の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が(入_{HL} / 4)である、

前記伝送線路は、線路長が(入_{LL} / 4) - (入_{HN} / 4)であることを特徴とする多周波分波器。

【請求項3】 内部に共通端子に接続される結合線路を有し、波長が入_{LL}である第1の高周波信号を通過させる第1の帯域通過フィルタと、

内部に共通端子に接続される結合線路を有し、前記第1の周波数よりも高周波で、波長が入_{HL}である第2の高周波信号を通過させる第2の帯域通過フィルタと、

前記共通端子と、前記第1の帯域通過フィルタおよび前

記第2の帯域通過フィルタの結合線路との接続点に、一方の端部が接続される伝送線路と、

内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第2の周波数よりも高周波で、波長が入_{HL}である第3の周波数の高周波信号を通過させる第3の帯域通過フィルタと、

内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第3の周波数よりも高周波で、波長が入_{HN}である第4の周波数の高周波信号を通過させる第4の帯域通過フィルタとを有する多周波分波器であって、

前記第1および第2の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が(入_{HL} + 入_{HN}) / 8である、

前記第3の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が(入_{HN} / 4)である、

前記第4の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が(入_{HL} / 4)である、

前記伝送線路は、線路長が(入_{LL} / 4) - (入_{HN} / 4)であることを特徴とする多周波分波器。

【発明の詳細な説明】

20 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、多周波分波器に係わり、特に、例えば、無線通信設備、移動通信基地局設備等において、多周波の高周波信号を分波する際に有効な技術に関する。

【0002】

【従来の技術】 図17は、従来の多周波分波器の概略構成を説明するための図である。なお、図17では、0.9GHz帯の信号、1.5GHz帯の信号、および2.0GHz帯の信号を分波する場合について説明する。同

30 図に示すように、共通端子(Tc)から入力される2.0GHz帯の信号は、2.0GHz帯の信号を通過させる帯域通過フィルタ(以下、単に、BPFという)230pを通過して、端子(T₁₁)から出力される。また、共通端子(Tc)から入力される0.9GHz帯の信号と、1.5GHz帯の信号とは、2.0GHz帯の信号を除去する帯域除去フィルタ(以下、単に、BEFという)230eを通過して、端子(T₁₂)から出力される。端子(T₁₁)から出力され、端子(T₁₀)に入力された1.5GHz帯の信号は、1.5GHz帯の信号を通過させるBPF220pを通過して、端子(T₂₁)から出力される。端子(T₁₁)から出力され、端子(T₁₀)に入力された0.9GHz帯の信号は、1.5GHz帯の信号を除去するBEF220eを通過して、端子(T₂₂)から出力される。端子(T₂₁)から出力され、端子(T₁₀)に入力された0.9GHz帯の信号は、0.9GHz帯の信号を通過させるBPF210pを通過して、端子(T₁₁)から出力される。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、前述した従来の多周波分波器では、3個のBPF(210p,

220p, 230p)と、2個のB E F (210e, 220e)とで、多周波分波器を構成していた。そのため、従来の多周波分波器は、全体として大型化するとともに、共振回路素子の数が多くなるので、損失が大きいという問題点があった。一方、移動通信システムでは、トンネル内あるいはビル内で端末装置を使用可能とするため、あるいは、不感知対策のために、トンネル内あるいはビル内に中継用アンテナを設置することが検討されている。このような中継用アンテナを設置する場合にも、多周波分波器が必要とされるが、このような多周波分波器には、小型で、かつ、損失の少ないものが要求される。しかしながら、前述した従来の多周波分波器は、大型で、かつ、損失が大きいので、前述したような用途には不適当であるという問題点があった。

【0004】そこで、本願の発明者は、小型で、かつ、損失の少ない多周波分波器として、図18に示す多周波分波器を試作した。図18は、本願の出願前に、本願の発明者により試作された多周波分波器を説明するための図である。同図において、310は、0.9GHz帯の信号を通過させるBPF、320は、1.5GHz帯の信号を通過させるBPF、330は、2.0GHz帯の信号を通過させるBPFである。図18に示す多周波分波器は、3個のBPF (310, 320, 330)を、共通端子 (Tc) にそれぞれ接続したものである。この図18に示す多周波分波器によれば、図17に示すものと比して、B E Fが必要ないので、全体として小型化を図ることができ、かつ、B E F分の共振回路素子も必要ないので、損失も少なくすることができる。

【0005】しかしながら、3個のBPF (310, 320, 330)は、コムライン型BPF、あるいは、インターデジタル型BPFで構成されが、コムライン型BPF、あるいは、インターデジタル型BPFは、その内部に結合線路（または結合ループ素子）を有している。そして、この結合線路は、BPFを通過する高周波信号の波長の4分の1の波長に設定されている。例えば、1.5GHz帯の信号を通過させるBPF320であれば、この内部の結合線路の線路長は、1.5GHzの信号の波長 (200mm) の4分の1の波長 (50 (= 200/4) mm) とされる。なお、図18内において、 $l_{1,1} \approx 38\text{mm}$ は、BPF330の内部の結合線路の線路長を、 $l_{1,1} \approx 50\text{mm}$ は、BPF320の内部の結合線路の線路長を、 $l_{1,1} \approx 83\text{mm}$ は、BPF310の内部の結合線路の線路長を示している。

【0006】即ち、BPF310の内部の結合線路の線路長 (83mm) が、2.0GHzの波長 (150mm) の2分の1の波長 (75 (= 150/2)) に近く、かつ、内部の結合線路の先端はBPFの筐体に接続され、内部の結合線路の先端が基準電位（アース）と（即ち、終端短絡）されている。そのため、図18に示す多周波分波器では、共通端子から見て、2GHzの信

号は、BPF310の内部の結合線路で短絡状態となり、2GHzの信号の特性が劣化するという問題点があった。本発明は、前記従来技術の問題点を解決するためになされたものであり、本発明の目的は、電気的特性を低下させることなく、従来よりも小型化を図り、かつ、損失を低減することが可能となる多周波分波器を提供することにある。本発明の前記ならびにその他の目的と新規な特徴は、本明細書の記述及び添付図面によって明らかにする。

10 【0007】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記の通りである。即ち、本発明は、内部にそれぞれ共通端子に接続される結合線路を有するm (m ≥ 2) 個の帯域通過フィルタと、前記共通端子と前記m個の帯域通過フィルタの結合線路との接続点に、一方の端部が接続される伝送線路と、内部にそれぞれ前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有するn (n ≥ 2) 個の帯域通過フィルタとを有し、前記n個の各帯域通過フィルタは、前記m個の各帯域通過フィルタよりも高周波の高周波信号を通過させる多周波分波器であって、前記m個の各帯域通過フィルタ内の結合線路の線路長を、前記n個の各帯域通過フィルタを通過する各高周波信号において、前記伝送線路の一方の端部から前記結合線路の終端の短絡端までのインピーダンスが略無限大となる長さに設定し、前記伝送線路の線路長を、前記m個の各帯域通過フィルタを通過する各高周波信号において、前記伝送線路の一方の端部から前記n個の各帯域通過フィルタ内の結合線路の中で最も長さが短い結合線路の終端の短絡端までのインピーダンスが略無限大となる長さに設定したことを特徴とする。

【0008】また、本発明は、内部に共通端子に接続される結合線路を有し、波長が入₁である第1の高周波信号を通過させる第1の帯域通過フィルタと、前記共通端子と前記第1の帯域通過フィルタの結合線路との接続点に、一方の端部が接続される伝送線路と、内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第1の周波数よりも高周波で、波長が入₂である第2の周波数の高周波信号を通過させる第2の帯域通過フィルタと、内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第2の周波数よりも高周波で、波長が入₃である第3の周波数の高周波信号を通過させる第3の帯域通過フィルタとを有する多周波分波器であって、前記第1の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が $(\lambda_{11} + \lambda_{12})/8$ であり、前記第2の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が $(\lambda_{22}/4)$ であり、前記第3の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が $(\lambda_{33}/4)$ であり、前記伝送線路は、線路長が $(\lambda_{11}/4) - (\lambda_{33}/4)$ であることを特徴とする。

【0009】また、本発明は、内部に共通端子に接続される結合線路を有し、波長が λ_{11} である第1の高周波信号を通過させる第1の帯域通過フィルタと、内部に共通端子に接続される結合線路を有し、前記第1の周波数よりも高周波で、波長が λ_{12} である第2の高周波信号を通過させる第2の帯域通過フィルタと、前記共通端子と、前記第1の帯域通過フィルタおよび前記第2の帯域通過フィルタの結合線路との接続点に、一方の端部が接続される伝送線路と、内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第2の周波数よりも高周波で、波長が λ_{13} である第3の高周波信号を通過させる第3の帯域通過フィルタと、内部に前記伝送線路の他方の端部に接続される結合線路を有し、前記第3の周波数よりも高周波で、波長が λ_{14} である第4の高周波信号を通過させる第4の帯域通過フィルタとを有する多周波分波器であって、前記第1および第2の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が $(\lambda_{11} + \lambda_{12})/8$ であり、前記第3の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が $(\lambda_{13}/4)$ であり、前記第4の帯域通過フィルタは、内部の結合線路の線路長が $(\lambda_{14}/4)$ であり、前記伝送線路は、線路長が $(\lambda_{11}/4) - (\lambda_{14}/4)$ であることを特徴とする。

【0010】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。なお、実施の形態を説明するための全図において、同一機能を有するものは同一符号を付け、その繰り返しの説明は省略する。

【実施の形態1】図1は、本発明の実施の形態1の多周波分波器の一例の概略構成を示す図である。この図1に示す多周波分波器は、送信共用の場合の多周波分波器であり、前述の図18に示す多周波分波器と同様、0.9GHz帯の信号、1.5GHz帯の信号、および2.0GHz帯の信号を分波する場合を例に挙げて、本実施の形態の多周波分波器について説明する。同図において、110は、0.9GHz帯の信号を通過させるBPF、120は、1.5GHz帯の信号を通過させるBPF、130は、2.0GHz帯の信号を通過させるBPFである。また、2は筐体であり、筐体2と内部導体(11*

*、～11.)とで、0.9GHz帯の信号を通過させるBPF110が、筐体2と内部導体(12,～12.)とで、1.5GHz帯の信号を通過させるBPF120が、筐体2と内部導体(13,～13.)とで、2.0GHz帯の信号を通過させるBPF130がそれぞれ構成される。24は、BPF110と、BPF(120, 130)との間に、同軸ケーブル、マイクロストリップラインなどで構成される伝送線路である。

【0011】また、21は、共通端子(Tc)に接続されるBPF110の内部の結合線路、25は、端子(T₁₁)に接続されるBPF110の内部の結合線路、22は、伝送線路24の他方の端部に接続されるBPF120の内部の結合線路、26は、端子(T₁₂)に接続されるBPF120の内部の結合線路、23は、伝送線路24の他方の端部に接続されるBPF130の内部の結合線路、27は、端子(T₁₃)に接続されるBPF130の内部の結合線路である。共通端子(Tc)から入力された0.9GHz帯の信号は、BPF110を通過して、端子(T₁₁)から出力され、アンテナに供給される。同様に、共通端子(Tc)から入力された1.5GHz帯の信号は、BPF120を通過して、端子(T₁₂)から出力され、また、共通端子(Tc)から入力された2.0GHz帯の信号は、BPF130を通過して、端子(T₁₃)から出力され、それぞれアンテナに供給される。これらのBPF(110, 120, 130)は、コムライン型のBPFであり、各BPF(110, 120, 130)の減衰特性の一例を図2に示す。

【0012】図3は、図1に示す各BPF(110, 120, 130)の結合線路の線路長と、伝送線路24の線路長を説明するための図である。この図3内において、 $l_{11} \approx 50\text{mm}$ は、BPF130の内部の結合線路23の線路長を、 $l_{12} \approx 38\text{mm}$ は、BPF120の内部の結合線路22の線路長を、 $l_{13} \approx 44\text{mm}$ は、BPF110の内部の結合線路21の線路長を、 $l_{24} \approx 45\text{mm}$ は、伝送線路24の線路長を示している。図3に示す、各線路長は、下記(1)、(2)式で求められる。

【数1】

$$\begin{aligned} l_{11} &= (\lambda_{11}/4 + \lambda_{12}/4)/2 = (\lambda_{11} + \lambda_{12})/8 \\ l_{12} &= \lambda_{12}/4 \\ l_{13} &= \lambda_{11}/4 \\ l_{24} &= \lambda_{13}/4 - \lambda_{12}/4 \end{aligned} \quad \dots \quad (1)$$

ここで、 λ_{11} 、 λ_{12} 、および、 λ_{13} は、0.9GHz、1.5GHz、および2GHzの波長であり、前記(1)式に、 $\lambda_{11} \approx 33\text{mm}$ 、 $\lambda_{12} \approx 200\text{mm}$ 、 $\lambda_{13} \approx 150\text{mm}$ を代入することにより、下記(2)式※

$$\begin{aligned} l_{11} &= (\lambda_{11} + \lambda_{12})/8 = (200 + 150)/8 \approx 44\text{mm} \\ l_{12} &= \lambda_{12}/4 = 150/4 \approx 38\text{mm} \\ l_{13} &= \lambda_{11}/4 = 200/4 \approx 50\text{mm} \\ l_{24} &= \lambda_{13}/4 - \lambda_{12}/4 = (333 - 150)/4 \approx 45\text{mm} \end{aligned}$$

※が得られる。

【0013】

【数2】

【0014】図1に示す多周波分波器において、共通端子(Tc)に接続される分岐点(B1)から、BPF110の内部の結合線路21の短絡端までの線路長が44mmであり、 $\lambda_{110}/4$ (=50mm)、および $\lambda_{110}/4$ (=38mm)の長さに近いので、1.5GHz、および2.0GHzの時に、分岐点(B1)から見たBPF110の結合線路21の終端の短絡端までのインピーダンスが略無限大となる。これにより、BPF110により、1.5GHz帯の信号、および2.0GHz帯の信号の劣化するのを防止することができる。また、共通端子(Tc)に接続される分岐点(B1)から、伝送線路24を介してBPF120の内部の結合線路121の短絡端までの線路長が、83(45+38)mmであり、 $\lambda_{110}/4$ (=83mm)と同じにされるので、0.9GHzの時に、分岐点(B1)から見たBPF120の結合線路121の終端の短絡端までのインピーダンスが略無限大となる。これにより、BPF(120, 130)により、0.9GHz帯の信号の劣化するのを防止することができる。さらに、BPF120の結合線路121の線路長が($\lambda_{110}/4$)に、BPF130の結合線路131の線路長が($\lambda_{110}/4$)にされているので、BPF120より2GHz帯の信号が劣化、およびBPF130より1.5GHz帯の信号が劣化するのを防止することができる。

【0015】図4は、本発明の実施の形態1の多周波分波器の他の例の概略構成を示す図である。この図4に示す多周波分波器は、0.9GHz帯の信号を通過させるBPF110に並列に、0.8GHz帯の信号を通過させるBPF100を追加した点で、図1に示す多周波分波器と相異する。BPF100は、筐体2と内部導体(10₁~10₄)とで構成され、20は、共通端子(Tc)に接続されるBPF100の内部の結合線路、29は、端子(T₁₁₀)に接続されるBPF100の内部の結合線路である。図4に示す各BPF(100, 110, 120, 130)の減衰特性の一例を図5に示し、*

$$\begin{aligned}
 M_{kk,k+1} &= M_{kk,k+1} + M_{kk,k+1} \\
 M_{kk,k+1} &= 10^{M_{kk,k+1}} \\
 M_{kk,k+1} &= (-1.37D_{kk,k+1}/W + 0.91d/W - 0.048) \\
 M_{kk,k+1} &= 10^{-LH/20} \\
 LH &= 54.6D_{kk,k+1} (1 - 0.3d/W) F(\lambda_0)/2W \\
 F(\lambda_0) &= (1 - (2W/\lambda_0)^2)^{1/2}
 \end{aligned}$$

ここで、 $M_{kk,k+1}$ は段間電界結合係数、 $M_{kk,k+1}$ は段間磁界結合係数、 LH は段間磁界減衰量である。

【0018】図10は、コムライン型のBPFの概略構造を示す要部断面図であり、同図(a)は共振棒の長さ方向に沿った面で切断した要部断面図、同図(b)は共振棒の長さ方向と直交する面で切断した要部断面図である。同図において、2は筐体、3は結合線路(結合ループ)、4は入力コネクタであり、このインターデジタル型のBPFの等化回路を図8に示す。次に、図9に示すように、共振棒1の間隔をD、共振棒1の直径をd、共振棒1の長さ1を $\lambda_0/4$ (λ_0 は共振周波数)、筐体2の幅をWとするとき、インターデジタル型のBPFの段間結合係数($M_{kk,k+1}$)は、下記(3)式で表される。

*また、図4に示す各BPF(100, 110, 120, 130)の結合線路の線路長と、伝送線路24の線路長を図6に示す。図6に示すように、図4に示す多周波分波器において、BPF100の内部の結合線路20の線路長(l_{110})は、BPF110の結合線路21の線路長(l_{110})と同じく、44mmとされる。図4に示す多周波分波器でも、図1に示すものと同様の効果を得ることができる。なお、図4に示す場合と同様にして、BPFを追加することにより、5、6、7、8波を分波する多周波分波器を構成することが可能である。このように、本実施の形態の多周波分波器によれば、電気的特性を低下させることなく、従来よりも小型化を図り、かつ、損失を低減することが可能となり、さらに、コストを低減することが可能となる。

【0016】なお、前述の説明では、多周波の送信波を分波する場合について説明したが、多周波の受信波を分波する場合、あるいは、多周波の送受信波を分波する場合にも本発明は適用可能である。多周波の送受信波を分波する場合には、各BPF(100, 110, 120, 130)の通過帯域を広くする必要があるのでインターデジタル型のBPFが適している。図7は、インターデジタル型のBPFの概略構造を示す要部断面図であり、同図(a)は共振棒の長さ方向に沿った面で切断した要部断面図、同図(b)は共振棒の長さ方向と直交する面で切断した要部断面図である。同図において、1は共振棒、2は筐体、3は結合線路(結合ループ)、4は入力コネクタであり、このインターデジタル型のBPFの等化回路を図8に示す。次に、図9に示すように、共振棒1の間隔をD、共振棒1の直径をd、共振棒1の長さ1を $\lambda_0/4$ (λ_0 は共振周波数)、筐体2の幅をWとするとき、インターデジタル型のBPFの段間結合係数($M_{kk,k+1}$)は、下記(3)式で表される。

【0017】

【数3】

ブ)、4は入力コネクタ、5は内部導体であり、このコムライン型のBPFの等化回路を図11に示す。次に、図12に示すように、内部導体5の間隔をD、内部導体5の直径をd、内部導体5の長さ1を $\lambda_0/4$ (λ_0 は共振周波数)、筐体2の幅をWとするとき、コムライン型のBPFの段間磁界結合係数($M_{kk,k+1}$)は、下記(4)式で表される。

【数4】

$$\begin{aligned}
 M_{k,k+1} &= 10^{-LH/20} \\
 LH &= 54.6 D_{k,k+1} (1 - 0.3 d/W) F(\lambda_0) / 2W \\
 F(\lambda_0) &= (1 - (2W/\lambda_0)^2)^{1/2}
 \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 LH は磁界減衰量である。

【0019】次に、チエビシエフ形基準化低域通過フィルタを基にして、図13に示す通過域がチエビシエフ形特性で、減衰域がワグナ形特性を有するBPFを設計する場合について説明する。BPFの設計上許容される通

*過域内における電圧定在波比(VSWR)をSとする
と、通過域内における許容リップルし、下記(5)式
で表される。

【数5】

$$L_r = 10 \log ((s+1)^2 / 4S) \quad (5)$$

この5式から許容リップル L_r を求めるとともに、回路
※を求める。

次数 n を定めて、下記(6)式から素子値 g_k ないし g_n ※

$$\begin{aligned}
 g_k &= 2a_k/\gamma \\
 g_k &= (4a_{k-1}a_k)/b_{k-1}b_k \quad (k=1, 2, \dots, n) \\
 \gamma &= \sinh(\beta/2n) \\
 \beta &= \ln(\coth(L_r/13.37)) \\
 a_k &= \sin((2k-1)\pi/2n) \\
 b_k &= \gamma^2 + \sin^2(k\pi/n)
 \end{aligned} \quad (6)$$

【0020】前記(6)式で求めた素子値 g_k ないし

★ことができる。

g_n 、BPFの所用中心周波数 f_0 、および通過帯域幅 B_r

【数7】

から、段間結合係数 $M_{k,k+1}$ は、下記(7)式で求め★

$$M_{k,k+1} = (4/g_k g_{k+1})^{1/2} B_r / f_0 \quad (7)$$

前記各式を用いて作成した、通過域がチエビシエフ形特性で、減衰域がワグナ形特性を有するBPFの伝送特性☆

☆は、下記(8)式で求めることができる。

【数8】

$$\begin{aligned}
 ATT &= 10 \log (1 + (S-1)^2 T_n^2(x) / 4S) \\
 T_n(x) &= \cosh^2(n \cos^{-1} x) \\
 x &= B_r (f/f_0 - f_0/f) / f
 \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、ATTは伝送損失、 $T_n(x)$ はチエビシエフの多項式、 f_0 はBPFの通過域における中心周波数、 f は任意の周波数、 B_r はBPFの許容通過周波数帯域幅である。

【0021】[実施の形態2] 図14は、本発明の実施の形態2の多周波分波器の構成を示す要部断面図であり、同図(a)は、内部導体の長さ方向と直交する面で切断した断面を示す要部断面図、同図(b)は、内部導体の長さ方向に沿った面で切断した断面を示す要部断面図である。同図において、7は筐体2の内部に設けられた隔壁であり、筐体2と隔壁7と、内部導体(11.1~11.1)とで、0.9GHz帯の信号を通過させるBPF110が、筐体2と隔壁7と、内部導体(12.1~12.1)とで、1.5GHz帯の信号を通過させるBPF120が、筐体2と隔壁7と、内部導体(13.1~13.1)とで、2.0GHz帯の信号を通過させるBPF130がそれぞれ構成される。本実施の形態の多周波分波器は、内部導体(11.1~11.1)と内部導体(12.1~12.1)とをコの字状に配置するとともに、筐体2を共

通化してより小型化を図ったものである。なお、結合線路(21, 22, 23)の線路長は、それぞれ前述した長さに設定されている。さらに、伝送線路24は、帯状の導体で構成され、この伝送線路24の線路長も、前述した長さに設定されている。本実施の形態においても、前記実施の形態1と同様な作用・効果を得ることが可能である。なお、図14において、31~35は共振周波数調整用ネジである。

【0022】[実施の形態3] 図15は、本発明の実施の形態3の多周波分波器の構成を示す要部断面図であり、同図(a)は、内部導体の長さ方向と直交する面で切断した断面を示す要部断面図、同図(b)は、内部導体の長さ方向に沿った面で切断した断面を示す要部断面図である。本実施の形態の多周波分波器は、前記実施の形態2の多周波分波器において、端子(T1.1)と端子(T2.1)とを一体化した多周波分波器である。そのため、本実施例では、図16に示すように、端子(T1.1, 2.1)に接続されるBPF120の内部の結合線路26の線路長(1.1)が、38(=λ0/4)mmに、

BPF 130 の内部の結合線路 27 の線路長 (1₁₁) が、50 ($= \lambda_{11} / 4$) mm に設定されている。本実施の形態においても、前記実施の形態 1 と同様な作用・効果を得ることが可能である。以上、本発明者によってなされた発明を、前記実施の形態に基づき具体的に説明したが、本発明は、前記実施の形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々変更可能であることは勿論である。

【0023】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば、下記の通りである。本発明の多周波分波器によれば、電気的特性を低下させることなく、従来よりも小型化を図り、かつ、損失を低減することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態 1 の多周波分波器の一例の概略構成を示す図である。

【図 2】図 1 に示す各帯域通過フィルタの減衰特性の一例を示すグラフである。

【図 3】図 1 に示す各帯域通過フィルタの結合線路の線路長と、伝送線路の線路長を説明するための図である。

【図 4】本発明の実施 1 の形態の多周波分波器の他の例の概略構成を示す図である。

【図 5】図 4 に示す各帯域通過フィルタの減衰特性の一例を示すグラフである。

【図 6】図 4 に示す各帯域通過フィルタの結合線路の線路長と、伝送線路の線路長を説明するための図である。

【図 7】インターデジタル型の帯域通過フィルタの概略構造を示す要部断面図である。

【図 8】インターデジタル型の帯域通過フィルタの等化回路を示す回路図である。

* 【図 9】インターデジタル型の帯域通過フィルタの段間結合係数 ($M_{11,12}$) を説明するための図である。

【図 10】コムライン型の帯域通過フィルタの概略構造を示す要部断面図である。

【図 11】コムライン型の帯域通過フィルタの等化回路を示す回路図である。

【図 12】コムライン型の帯域通過フィルタの段間結合係数 ($M_{11,12}$) を説明するための図である。

【図 13】通過域がエビシエフ形特性で、減衰域がワグナ形特性を有する帯域通過フィルタの減衰特性の一例を示す図である。

【図 14】本発明の実施の形態 2 の多周波分波器の構成を示す要部断面図である。

【図 15】本発明の実施の形態 3 の多周波分波器の構成を示す要部断面図である。

【図 16】図 15 に示す各帯域通過フィルタの結合線路の線路長と、伝送線路の線路長を説明するための図である。

【図 17】従来の多周波分波器の概略構成を説明するための図である。

【図 18】本願の出願前に、本願の発明者により試作された多周波分波器を説明するための図である。

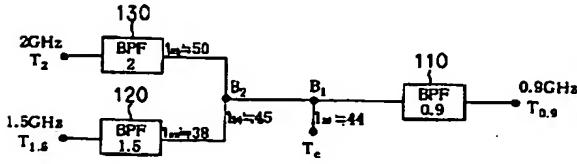
【符号の説明】

1…共振棒、2…筐体、3, 20~23, 25, 26, 27, 29…結合線路（結合ループ）、4…入力コネクタ、5, 10, 10, 11, 11, 12, 12, 13, 13…内部導体、7…隔壁、24…伝送線路、31~35…共振周波数調整用ネジ、100, 110, 120, 130, 210p, 220p, 230p, 310, 320, 330…帯域通過フィルタ、220e, 230e…帯域除去フィルタ。

* 30

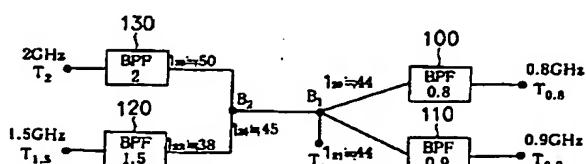
【図 3】

図 3

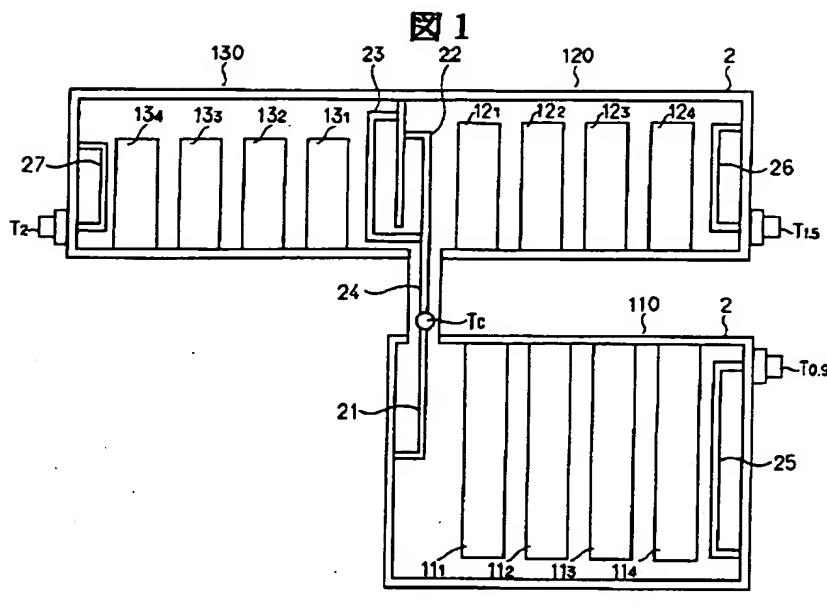


【図 6】

図 6

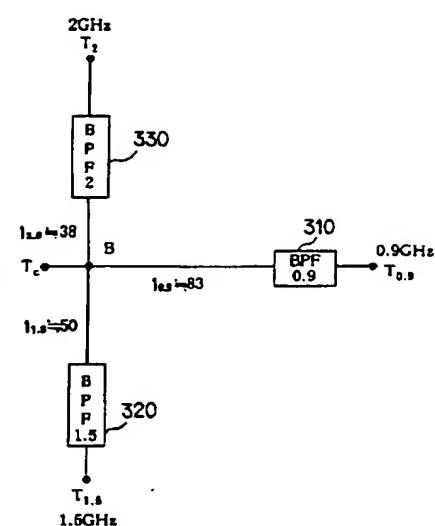


【図1】



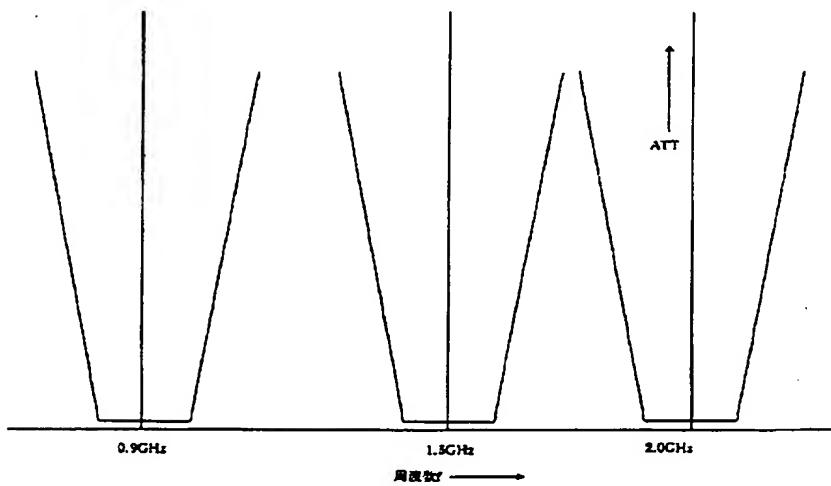
【図18】

図18



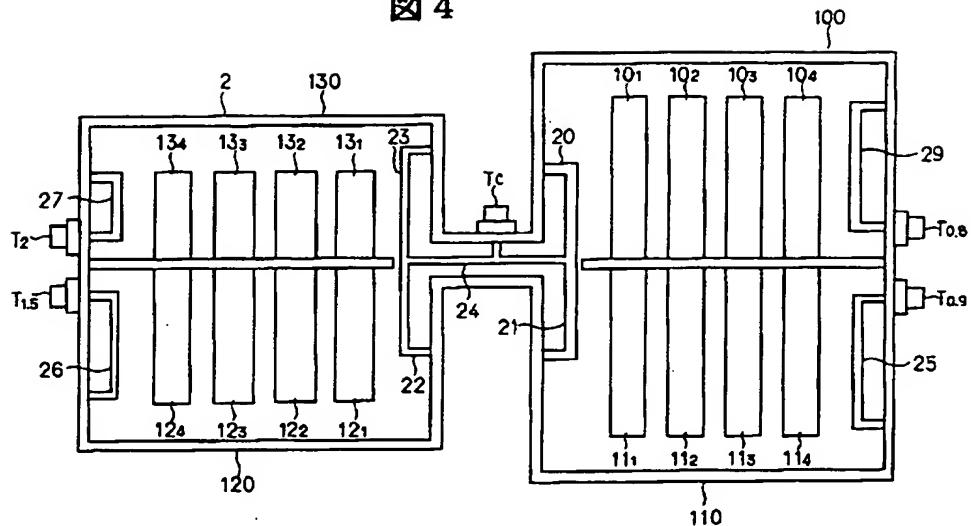
【図2】

図2



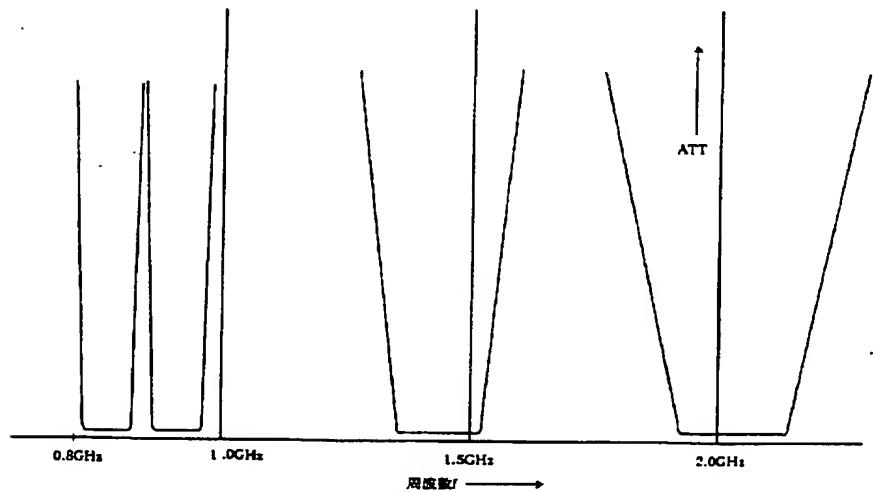
[図4]

4



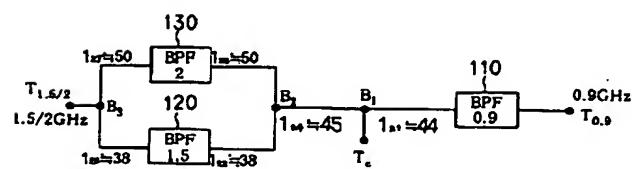
【図5】

5



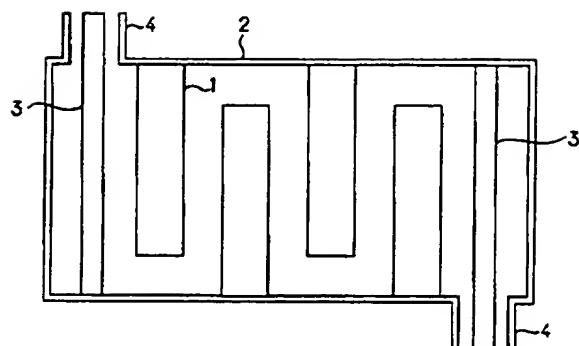
[図16]

16

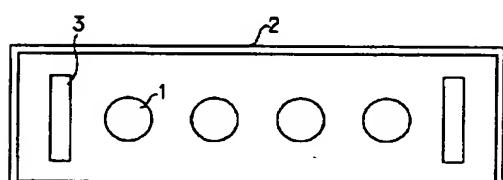


【図7】

図7



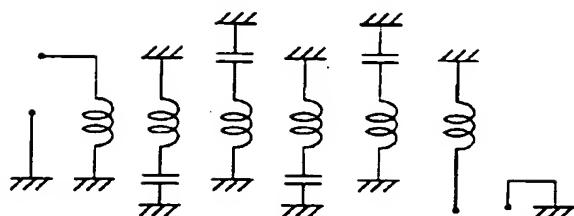
(a)



(b)

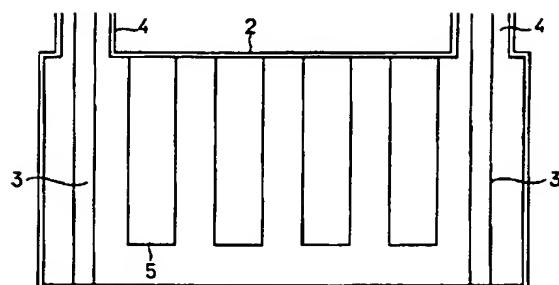
【図8】

図8



【図10】

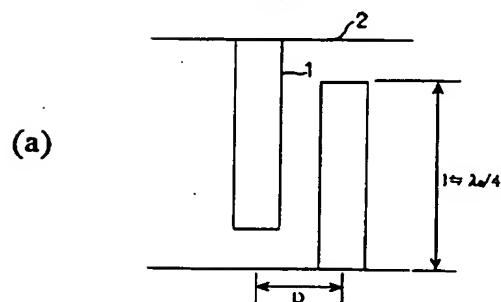
図10



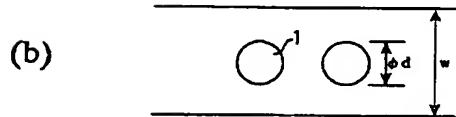
(a)

【図9】

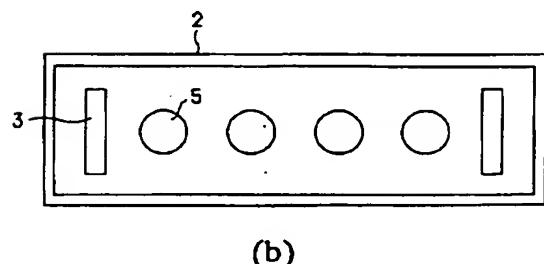
図9



(a)



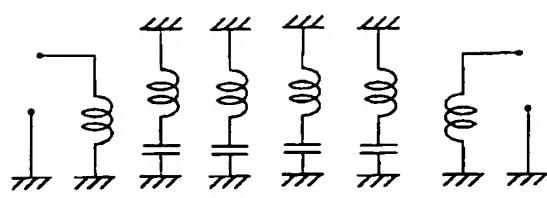
(b)



(b)

【図11】

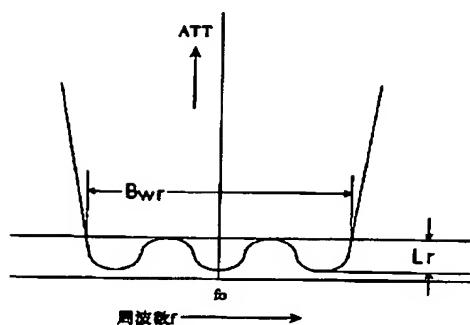
図11



(a)

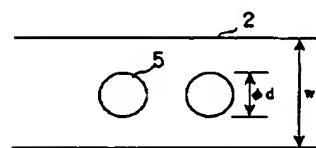
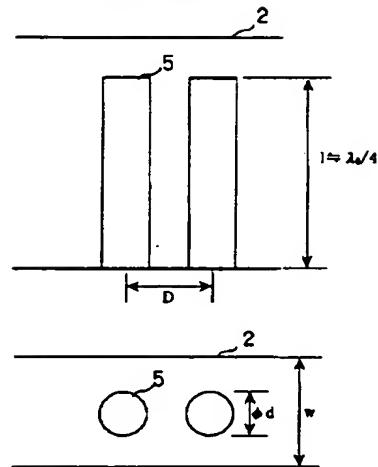
【図13】

図13



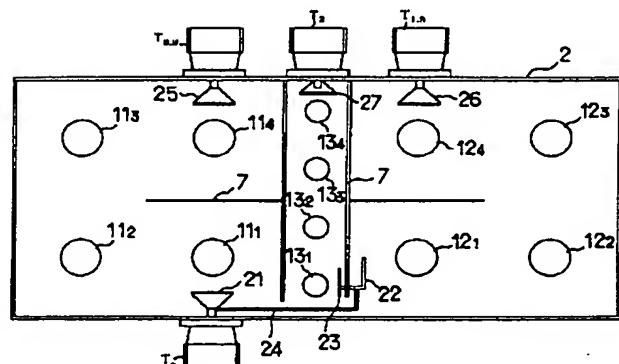
【図12】

図12

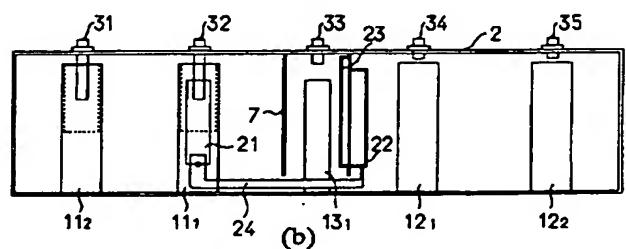


【図14】

図14



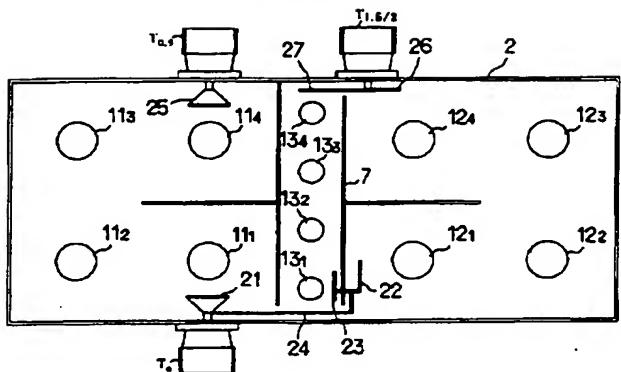
(a)



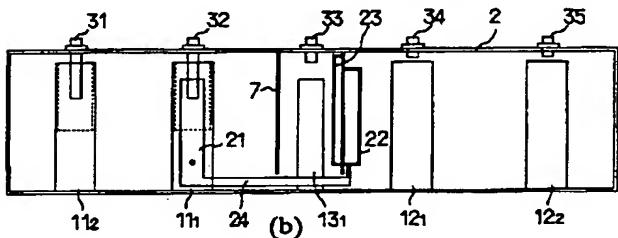
(b)

【図15】

図15



(a)



(b)

【図17】

図17

